АПЕТ БАРСЕГЯН (APET BARSEGYAN), ДАНИЭЛЬ КОЯМА (DANIEL KOYAMA), ДЖОН УОКЕР (JOHN WALKER), ВИНОД ТАНГЕМ (VINODH THANGAM)
Авторизированный перевод: **СТАНИСЛАВ ДИДИЛЕВ**, sd@etsc.ru

ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ МОЩНЫХ GAN СВЧ-ТРАНЗИСТОРОВ В АВИОНИКЕ И РАДАРНЫХ СИСТЕМАХ

В статье рассматриваются некоторые особенности работы мощных СВЧ GaN-транзисторов в режиме AB в составе систем авионики и радарных применениях. При использовании подобных транзисторов в режиме AB усредненный КПД усилителя на 5–10% ниже, чем КПД во время прохождения импульса. Более того, работа в этом режиме порождает существенный дробовой шум в отсутствие импульса, что в свою очередь может привести к десенсибилизации приемника. Специально разработанные цепи подачи напряжения смещения и управления питанием усилительного каскада позволяют устранить эти недостатки и добиться снижения выходного шума усилителя в отсутствии импульса. В статье приводится реализация подобных цепей и сравниваются параметры работы усилителя при наличии и отсутствие данных цепей. Также приводится практическая реализация мощного усилительного субмодуля (паллеты) S-диапазона с интегрированными цепями управления питанием и напряжением смещения.

ВВЕДЕНИЕ

Мощные (>1 кВт) биполярные СВЧ-транзисторы, оптимизированные для импульсных применений, работающие на частотах в несколько гигагерц, доступны на рынке на протяжении нескольких десятков лет. Биполярная технология хорошо изучена, надежна и широко используется во многих усилительных системах. При импульсном режиме работы биполярные транзисторы имеют ряд преимуществ перед LDMOS и GaN HEMT (ТВПЭ) приборами: наиболее простое и дешевое схемотехническое решение усилителя, работа в классе C, что позволяет добиться минимального уровня шумов, попадающих на вход приемника в режиме отсутствия импульса, также не ухудшается усредненный КПД усилителя из-за наличия тока покоя. Однако есть и недостатки: как правило, для мощных биполярных транзисторов используются корпуса из токсичного оксида бериллия (BeO), вносящие значительный вклад в стоимость транзистора. Помимо этого, биполярные транзисторы обладают сравнительно небольшим усилением: около 9 дБ для киловаттного транзистора по сравнению с 18–20 дБ у LDMOS- и GaN-приборов сравнимой мощности. Это приводит к увеличению числа каскадов усиления и, соответственно, размеров и стоимости усилителя, уменьшению его общего КПД.

LDMOS-транзисторы с мощностями порядка киловатта появились около 10 лет назад. При работе в импульсном режиме первые образцы были подвержены эффекту защелкивания унаследованного паразитного биполярного транзистора, что приводило к выходу LDMOS-прибора из строя. Дело в том, что в импульсном режиме за короткий период времени происходит значительное изменение тока в цепи стока транзистора, а поскольку в цепи стока содержатся индуктивные элементы, то быстрое изменение *di/dt* приводит ко всплеску напряжения, что, в свою очередь, влечет за собой защелкивание транзистора и выход его из строя. Чем больше мощность прибора, тем более высоких значений достигают токи в цепи стока и тем больших значений достигает всплеск напряжения, что делает мощные LDMOS-транзисторы более восприимчивыми к подобному типу отказов. И хотя современные LDMOS-приборы гораздо надежней своих предшественников, выход их из строя по вышеуказанным причинам все же возможен. Тем не менее мощные LDMOS-транзисторы выпускаются рядом производителей и находят свое применение в авионике, включая такие системы, как IFF, SSR, TACAN/DME, а также в радарах L-диапазона. Как уже упоминалось выше, LDMOS-транзисторы обладают большим усилением по сравнению с биполярными, их стоимость, как правило, ниже из-за того, что в конструкции транзистора не используются дорогие корпуса из оксида бериллия, однако КПД усилителя на таких транзисторах ниже на 5–10% по сравнению с подобным усилителем на биполярных транзисторах — из-за режима работы в классе AB, тогда как биполярные транзисторы работают в классе C.

В последнее время на рынке появились GaN-транзисторы для систем авионики и радарных применений L-диапазона с выходной мощностью порядка одного киловатта. Эти приборы

обладают таким же усилением, как и LDMOS-транзисторы, и имеют сравнимую цену, однако их КПД выше, чем у других типов транзисторов (около 80%). Высокая эффективность достигается за счет множества факторов, например меньшего сопротивления во включенном состоянии (из-за высокой мобильности двумерного электронного газа в пределах эпитаксиального слоя), а также возможности обеспечить оптимальное значение импеданса на гармониках сигнала из-за меньшей емкости полупроводниковой структуры. Также небольшая емкость транзистора обеспечивает высокие значения импеданса на его выходе, что позволяет понизить соотношение цепи согласования импедансов и, соответственно, уменьшает потери при согласовании.

При всех своих достоинствах перед биполярными транзисторами, применяемые в радарах и системах авионики LDMOS- и GaN-транзисторы имеют существенный недостаток — работу в режиме AB, что означает, что даже в режиме покоя усилительный каскад будет потреблять энергию. Ток покоя прямо пропорционален выходной мощности транзистора, что увеличивает энергопотребление и создает проблемы с рассеянием тепла для мощных приборов. Как правило, радары и системы авионики работают с импульсными сигналами с коэффициентом заполнения порядка 10%, что означает, что через транзистор будет проходить ток покоя на протяжении 90% времени. На рис. 1 показано влияние тока покоя на усредненный КПД работы 1-кВт GaN-транзистора в системе IFF/SSR. Как видно из представленных данных, КПД во время прохождения импульса составляет 81,5%, тогда как усредненный КПД уменьшается до 75,2% из-за тока покоя в отсутствие импульса.

Другим серьезным недостатком использования GaN- и LDMOS-транзисторов является дробовой шум [4], создаваемый усилительным каскадом в режиме покоя, который определяется соотношением

$$I_n^2 = 2qI_{dq}B,$$

где: I_n^2 — действующее значение шумового тока; q — заряд электрона; I_{dq} — ток покоя стока; B — полоса частот. Дробовой шум, попадая на вход приемника, может привести к десенсибилизации последнего.

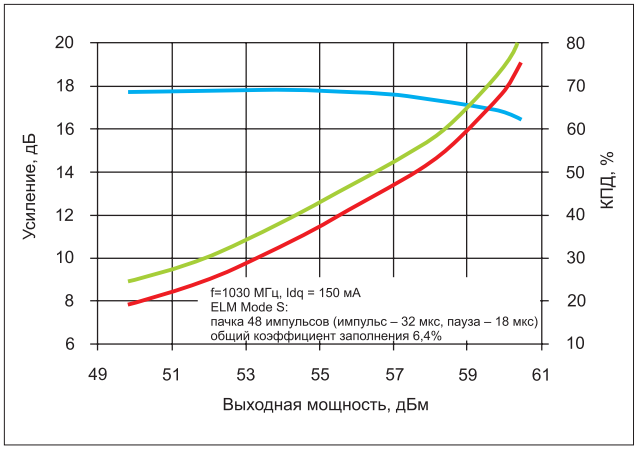

Рис. 1. Влияние тока покоя на усредненный КПД усилителя для 1-кВт GaN-транзистора. Красная линия — усредненный КПД, зеленая — КПД при усилении импульса, синяя — усиление

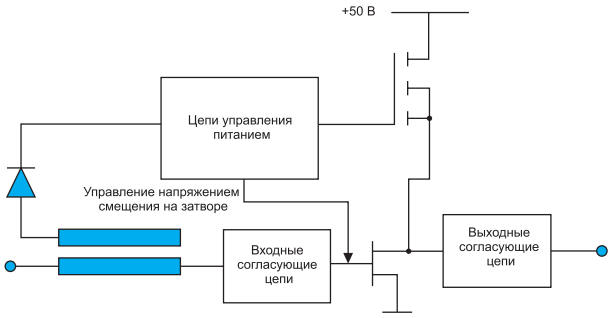

Рис. 2. Упрощенная блок-схема цепей, обеспечивающих необходимую последовательность подачи питания GaN-транзистора, а также управление напряжением смещения на его затворе

И, наконец, еще одним недостатком GaN является то, что полупроводниковые приборы на его основе работают в режиме обеднения (depletion mode), что на практике означает необходимость подачи двуполярного напряжения в определенной последовательности: вначале необходимо подать напряжение

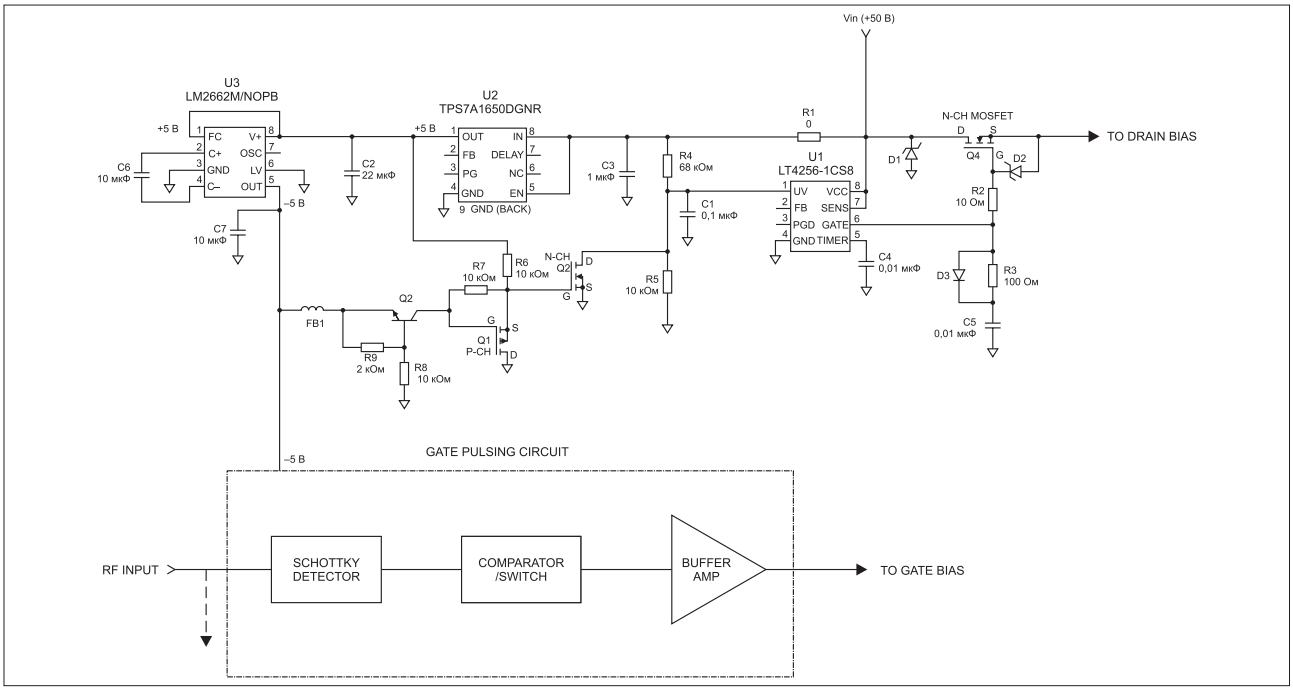

Рис. 3. Часть принципиальной электрической схемы цепей, обеспечивающих необходимую последовательность подачи питания GaN-транзистора

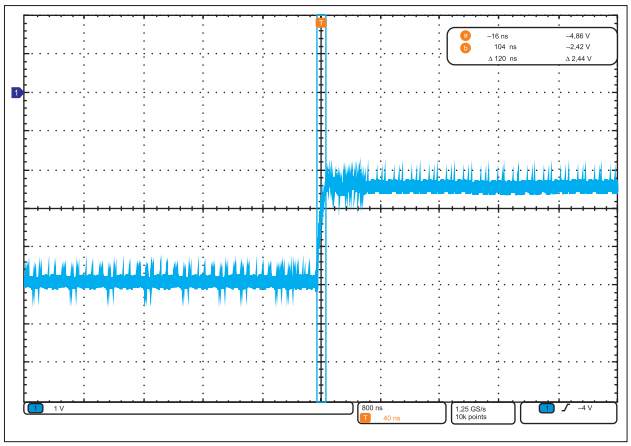

Рис. 4. Форма управляющего напряжения на затворе транзистора в случае управления напряжением смещения

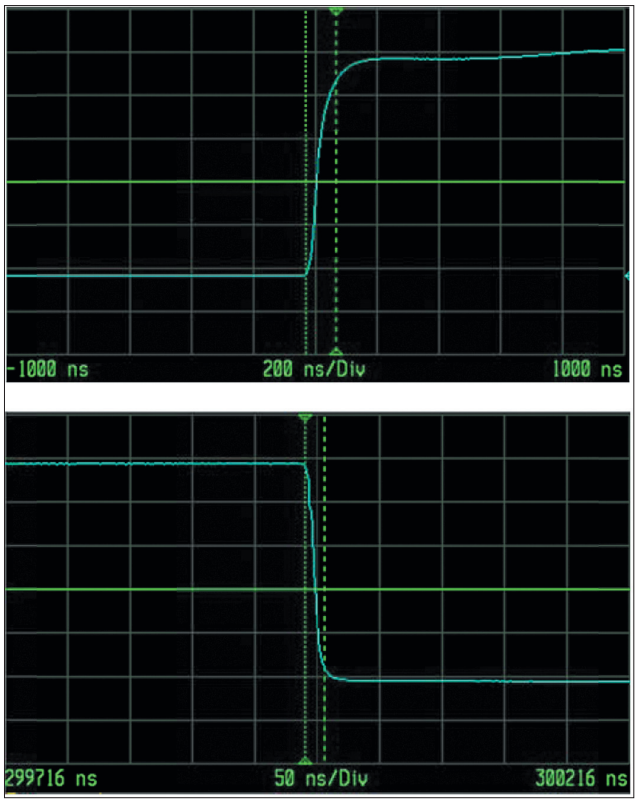

Рис. 5. Формы нарастания и спада ВЧ-импульса в случае управления напряжением на затворе

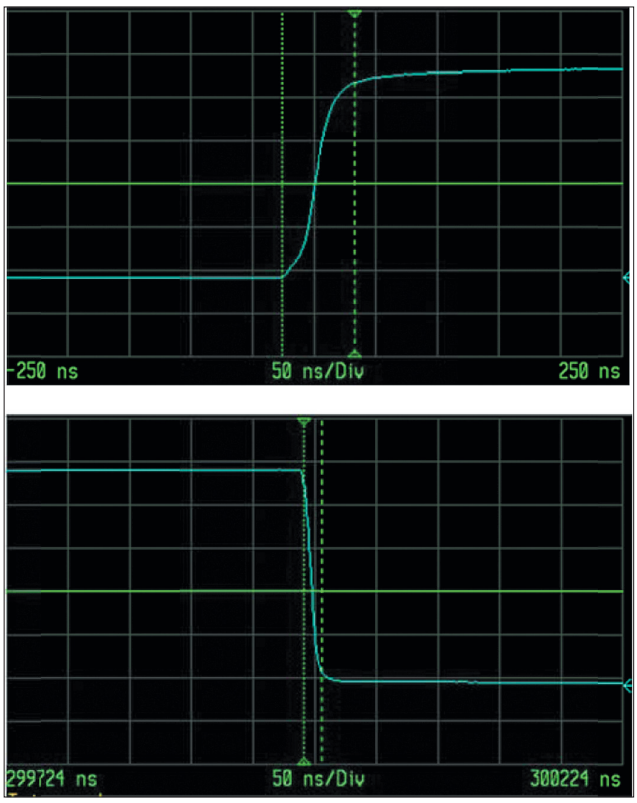

Рис. 6. Формы нарастания и спада ВЧ-импульса без управления напряжением на затворе

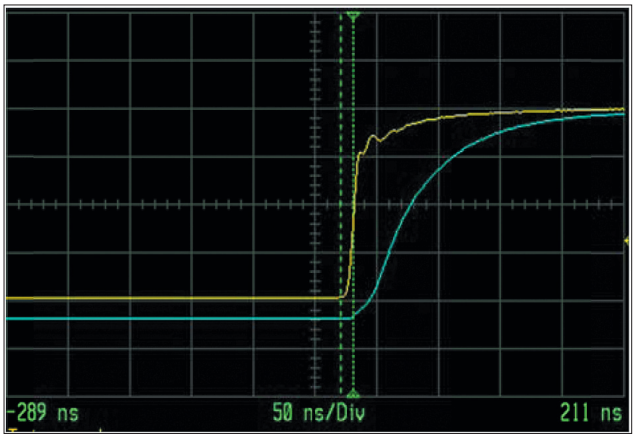

Рис. 7. Задержка выходного импульса (синяя линия) от входного (желтая линия)

на затвор транзистора, а затем на его сток — для предотвращения протекания значительного тока через транзистор и его выхода из строя.

Во избежание снижения эффективности работы усилителя и уменьшения уровня дробового шума необходимо добиться уменьшения тока покоя до нуля в режиме отсутствия импульса. Это можно сделать, управляя напряжением на затворе или стоке транзистора синхронно с поступлением импульса. Управление напряжением на затворе легче реализовать, чем управление напряжением стока, т. к. в последнем случае для мощных транзисторов необходимо коммутировать токи около 20 А. Однако при управлении напряжением на затворе ток покоя не исчезает и составляет несколько миллиампер, тогда как во втором случае он уменьшается до нуля. Ниже рассмотрена конструкция цепей, обеспечивающих необходимую последовательность подачи/снятия питания GaN-транзистора, а также управление напряжением смещения на затворе синхронно с поступлением ВЧ-импульса на вход транзистора. Помимо всего прочего, применение данной схемы позволяет отказаться от источника отрицательного напряжения и перейти на однополярное питание.

КОНСТРУКЦИЯ И АНАЛИЗ РЕЗУЛЬТАТОВ ПРИМЕНЕНИЯ ЦЕПЕЙ УПРАВЛЕНИЯ ПИТАНИЕМ И ПОДАЧИ СМЕЩЕНИЯ

На рис. 2 показана упрощенная блок-схема цепей, обеспечивающих необходимую последовательность подачи питания GaN-транзистора, а также управление напряжением смещения на его затворе при поступлении ВЧ-импульса на вход. На рис. 3 изображена более подробная принципиальная схема части данных цепей. Для безопасной работы транзистора необходима подача отрицательного смещения на затвор перед подачей напряжения на сток транзистора. В идеале при первичной подаче питания на усилитель (во время нарастания напряжения на стоке) и отключении питания (спада напряжения на стоке) необходимо перевести транзистор в режим отсечки.

Таблица. Сравнение выходных шумов усилителей с управлением напряжением смещения затвора и без него

Частота (ГГц)	**Входной уровень шума** (дБм/Гц)	**Выходной уровень шума без управления напряжением смещения затвора** (дБм/Гц)	**Выходной уровень шума с управлением напряжением смещения затвора** (дБм/Гц)
1,2	–126	–113	–147
1,3	–126	–113	–147
1,4	–126	–113	–148

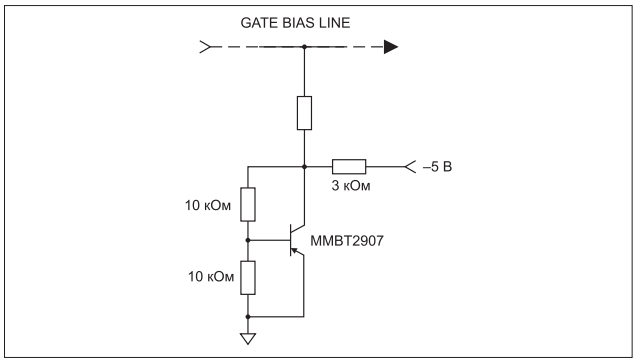

Рис. 8. Схема типовой термокомпенсационной цепи на основе *p-n-p*-транзистора MMBT2907

Приведенная подробно на рис. 3 часть схемы отвечает за правильную последовательность подачи и снятия напряжения питания при включении/выключении усилителя и формирование отрицательного напряжения смещения –5 В. За управление напряжением затвора отвечает часть цепей, приведенная в виде блок-схемы. Подробно работа данной схемы разобрана в [2]. Остается отметить, что цепи управления питанием потребляют около 17 мА при питающем напряжении 50 В.

Для оценки эффективности работы были произведены соответствующие измерения для усилительного субмодуля (паллеты) на основе транзистора IGN1214M500 [5], где на единой плате были размещены СВЧ-цепи усилителя, а также цепи управления питанием и напряжением смещения на затворе. Данный усилитель обеспечивает выходную мощность порядка 500 Вт в диапазоне частот 1,2–1,4 ГГц при КПД порядка 60% и усилении 13,5 дБ. Для сравнения, вышеуказанный транзистор был установлен в тестовую плату без цепей управления питанием затвора. На рис. 4 приведена форма управляющего напряжения на затворе транзистора в случае управления напряжением. На рис. 5 приведены формы нарастания и спада ВЧ-импульса в случае управления напряжением смещения на затворе. На рис. 6 приведены формы нарастания и спада ВЧ-импульса для транзистора, установленного в тестовую плату без цепей управления напряжением на затворе.

Как видно из данных, представленных на рис. 5 и 6, в случае управления напряжением смещения на затворе время нарастания/спада импульса составляет соответственно 100 и 16 нс. При отсутствии управления это же время составляет 59 и 15 нс. Рисунок 7 демонстрирует, что задержка между входным и выходным импульсом составляет около 10 нс.

Помимо измерения временных параметров импульса, сравнивались уровни шумов на выходе усилителей с управлением напряжением смещения затвора и без него (табл.). Как следует из табличных данных, применение схемы управления смещением напряжения затвора позволило понизить уровень шума на выходе усилителя на 34 дБ.

Для достижения более стабильных характеристик усилителя в широком диапазоне температур рекомендуется предусматривать термокомпенсационные цепи, обеспечивающие

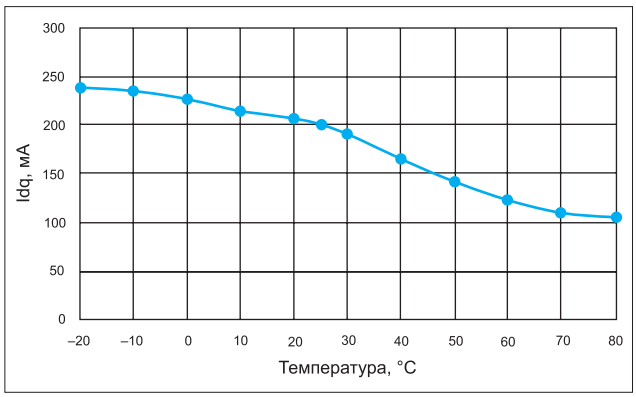

Рис. 9. Зависимость тока покоя стока I_{dq} транзистора IGN1214M500 от температуры

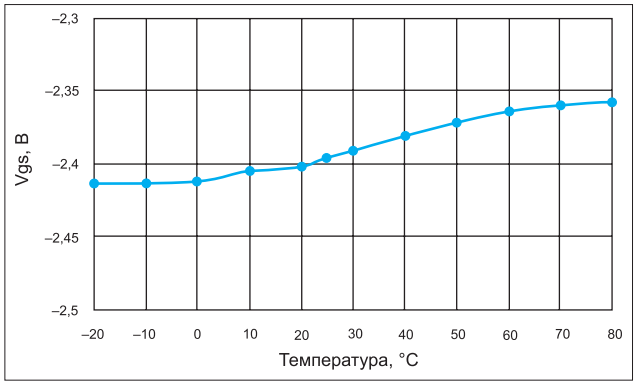

Рис. 10. Зависимость напряжения V_{gs} (затвор–исток) транзистора IGN1214M500 от температуры (при постоянном значении тока покоя стока I_{dq})

постоянное значение тока покоя стока транзистора. Типовая реализация подобной цепи на основе *p-n-p*-транзистора MMBT2907 приведена на рис. 8, где температурно-зависимое напряжение база–эмиттер транзистора служит основой для формирования компенсирующего напряжения. Зависимость тока покоя стока I_{dq} транзистора IGN1214M500 от температуры приведена на рис. 9, а зависимость напряжения на затворе того же транзистора от температуры (при постоянном значении I_{dq}) — на рис. 10. Как показывают графики, представленные на рисунках, для данного транзистора требуется температурная компенсация напряжения смещения порядка +0,6 мВ/°С.

ПРАКТИЧЕСКАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ МОЩНОГО (1 КВт) УСИЛИТЕЛЬНОГО СУБМОДУЛЯ S-ДИАПАЗОНА С ЦЕПЯМИ УПРАВЛЕНИЯ ПОДАЧЕЙ ПИТАНИЯ И НАПРЯЖЕНИЕМ СМЕЩЕНИЯ ЗАТВОРА ТРАНЗИСТОРА

Применяя технические решения, описанные в первой части статьи, можно создать достаточно компактный усили-

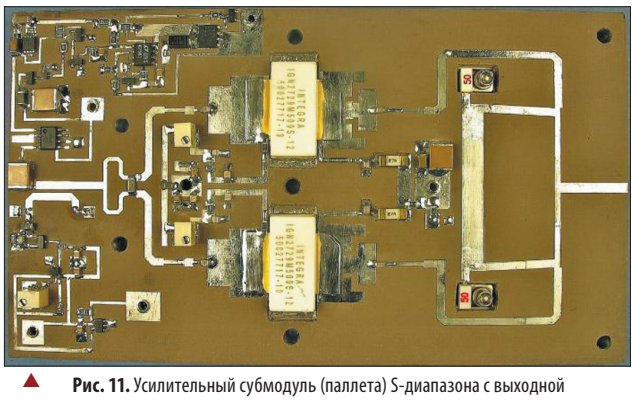

Рис. 11. Усилительный субмодуль (паллета) S-диапазона с выходной мощностью 1 кВт

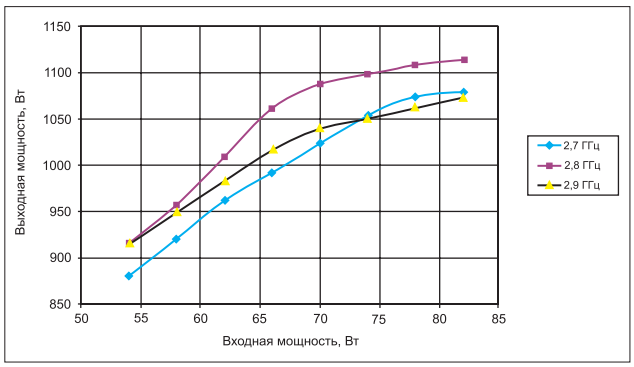

Рис. 12. Зависимость выходной мощности усилителя от мощности на его входе

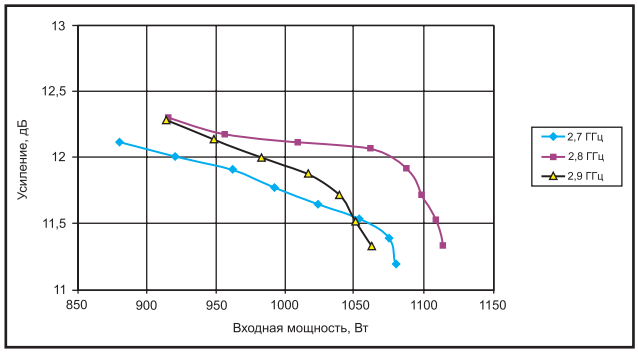

Рис. 13. Зависимость усиления от выходной мощности усилителя

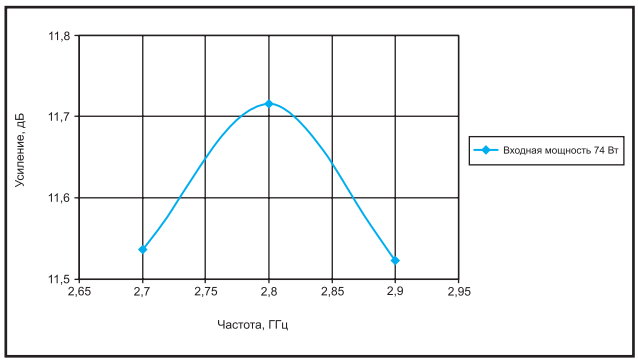

Рис. 14. АЧХ усилителя

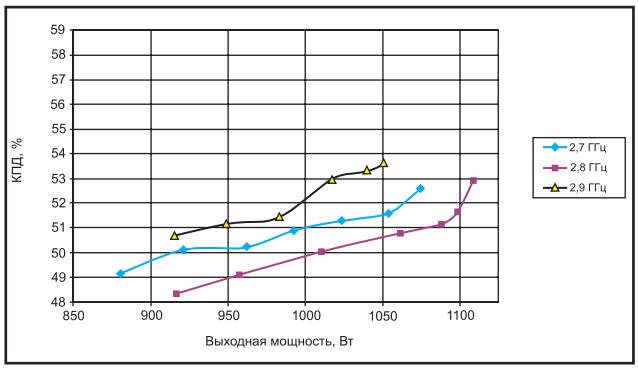

Рис. 15. Зависимость КПД усилителя от его выходной мощности

тель для радарных применений, обладающий высокой выходной мощностью и хорошим КПД, легко встраиваемый в систему заказчика. В качестве примера можно привести усилительный субмодуль (паллету) S-диапазона с выходной мощностью 1 кВт, включающий в себя цепи управления подачей питания и напряжением смещения затвора транзистора. Данный усилитель предназначен для работы в составе систем УВД в диапазоне частот 2,7–2,9 ГГц и импульсным сигналом с длительностью импульса порядка 300 мкс и коэффициентом заполнения 10%. Высокая выходная мощность достигается за счет сложения мощностей двух 500-Вт транзисторов IGN2729M500 при помощи сумматора Гуселя (Gysel combiner). На входе же установлен делитель Вилкинсона. Общий вид усилителя приведен на рис. 11. В левой части усилителя хорошо видны цепи, предназначенные для обеспечения правильной последовательности подачи питания, а также управления напряжением смещения на затворах транзисторов.

Для получения номинальной выходной мощности мощность входного сигнала должна быть около 74 Вт. Минимальное заявленное усиление составляет 11,3 дБ. По результатам измерений минимальное усиление оказалось равным 11,5 дБ при КПД = 51%. «Проседание» импульса на выходе усилителя, измеренное в интервале 30–270 нс, составило –0,17 дБ на частоте 2,9 ГГц. Наихудшее значение возвратных потерь в рабочем диапазоне частот составило 14 дБ. В целом, усилитель показал отличную стабильность к рассогласованию по выходу вплоть до значений КСВН 5:1.

Зависимость выходной мощности усилителя от мощности, поданной на его вход, приведена на рис. 12. Как видно из представленных на этом рисунке данных, при подаче на вход сигнала мощностью 74 Вт усилитель обеспечивает выходную мощность более 1050 Вт во всем диапазоне рабочих частот. На рис. 13 показана зависимость усиления от выходной мощности усилителя, а на рис. 14 — АЧХ усилителя. Из данных, представленных на рис. 14, видно, что неравномерность усиления не превышает 0,75 дБ в полосе частот 2,7–2,9 ГГц. На рис. 15 приведена зависимость КПД усилителя от выходной мощности. Как и ожидалось, максимальный КПД усилителя достигается в режиме насыщения. Минимальное значение КПД в полосе рабочих частот составило 51%.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статье рассмотрены особенности применения мощных СВЧ GaN-транзисторов в режиме AB при усилении импульсного сигнала и приведены технические решения, позволяющие избежать некоторых недостатков использования подобных приборов. В частности, представлены специальные цепи, обеспечивающие правильную последовательность подачи/снятия напряжения питания усилителя, предотвращающую выход GaN-транзисторов из строя, и устраняющие необходимость двуполярного питания. Также рассмотрены меры по увеличению усредненного КПД усилителя и снижению дробового шума усилителя в режиме отсутствия импульса и приведена схема цепей, управляющих напряжением смещения на затворе транзистора. Помимо этого, рассмотрен вопрос обеспечения стабильности параметров усилителя при изменении температуры путем введения специальной термокомпенсационной цепи. Представлены результаты измерений, показавшие эффективность предложенных решений. В качестве примера практической реализации рассмотренных решений приведены характеристики 1-кВт усилительного субмодуля (паллеты) S-диапазона.

ЛИТЕРАТУРА

1. D. Koyama, A. Barsegyan, J. Walker. Implications of Using kW-level GaN Transistors in Radar and Avionic Systems.

2. A. Barsegyan, V. Thangam, D. Koyama. Bias Sequencing and Gate Pulsing Circuit for GaN Amplifier.

3. A. Barsegyan, D. Koyama, V. Thangam. S-Band 1000 Watt Gallium Nitride Based Pallet Amplifier for Air Traffic Control Radars with Gate Pulsing and Bias Sequencing Circuitry.

4. J. Millman, C. C. Halkias. Electronic Devices and Circuits. New York: McGraw-Hill. 1967.

5. http://www.integratech.com/ProductDoc.ashx?Id=958